

Sigma-delta class D amplifier for CD player

Publication number: DE19619208

Publication date: 1997-11-13

Inventor: KLUGBAUER-HEILMEIER JOSEF (DE)

Applicant: KLUGBAUER HEILMEIER JOSEF (DE)

Classification:

- international: *H03F3/217; H03G3/00; H03F3/20; H03G3/00*; (IPC1-7):
H03F3/217; H03M3/02

- european: H03F3/217B; H03G3/00

Application number: DE19961019208 19960511

Priority number(s): DE19961019208 19960511

[Report a data error here](#)

Abstract of DE19619208

The amplifier contains a loop filter, a clocked comparator, and a switching end stage in a forward branch, while a feedback branch leads from the end stage to a summator in front of the loop filter, with the summator subtracting the feedback signal from the applied input signal. The power stage output signal is fed via a low pass filter to the load. A suppressed carrier (SC) loop filter is used for direct processing digital input signals, while the feedback branch includes an antialiasing filter. The digital input signal is fed to the summator via an SDM. The clock pulse frequency (fT2) of the SC loop filter is at least twice as high as that (fT1) of the comparator.

Data supplied from the esp@cenet database - Worldwide

⑯ BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENTAMT

⑯ Offenlegungsschrift
⑯ DE 196 19 208 A 1

⑯ Int. Cl. 6:
H 03 F 3/217
H 03 M 3/02

D7
DE 196 19 208 A 1

⑯ Aktenzeichen: 196 19 208.0
⑯ Anmeldetag: 11. 5. 96
⑯ Offenlegungstag: 13. 11. 97

⑯ Anmelder:
Klugbauer-Heilmeier, Josef, 85356 Freising, DE

⑯ Vertreter:
Hieke, K., Dipl.-Ing., Pat.-Anw., 85540 Haar

⑯ Erfinder:
gleich Anmelder

⑯ Für die Beurteilung der Patentfähigkeit
in Betracht zu ziehende Druckschriften:

DE	42 18 533 A1
DE	39 34 215 A1
EP	05 97 523 A1
EP	05 41 878 A1
EP	04 21 651 A2

⑯ Digitaler Verstärker

⑯ Es wird ein elektronischer Verstärker vorgeschlagen, der
fähig ist, digitale Eingangssignale direkt zu verstärken.

DE 196 19 208 A 1

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

BUNDESDRUCKEREI 09. 97 702 046/673

13/23

Beschreibung

Die Erfindung bezieht sich auf geschaltete Verstärker gemäß dem Oberbegriff des Patentanspruchs 1.

Verstärker dieser Art werden auch als Class-D-Verstärker bezeichnet. Ihr genereller Vorteil ist der hohe Wirkungsgrad, d. h. die geringe Verlustleistung, gegenüber anderen Verstärkerarten, z. B. Class-B-Verstärkern.

In dem vorveröffentlichten Preprint 3227 (ISP1.11) der AUDIO ENGINEERING SOCIETY, 60 East 42nd Street, New York, New York 10165-2520, USA ist ein vom Anmelder konzipierter analoger Class-D-Verstärker mit den Merkmalen des Oberbegriffs des Patentanspruchs 1 vorgestellt worden, der dadurch, daß er auf dem Prinzip der Sigma-Delta-Modulation basiert und die Endstufe des Verstärkers in die Rückkopplungsschleife einbezogen ist, einen außergewöhnlich hohen Signal-Rauschabstand aufweist und sich durch eine sehr hohe Linearität auszeichnet, wobei dies mit einem sehr einfachen schaltungstechnischen Aufbau erreicht wird.

Um den vorgenannten bekannten analogen Verstärker zur Verstärkung eines z. B. vom Digital-Ausgang eines CD-Players abgenommenen digitalen Signals heranziehen zu können, könnte ihm ein ggf. ebenfalls nach dem Prinzip der Sigma-Delta-Modulation arbeitender Digital-Analog-Umsetzer vorgeschaltet werden. Um diesen zusätzlichen Aufwand vermeiden zu können, wäre ein Verstärker von hoher Qualität wünschenswert, der direkt mit digitalen Eingangssignalen betrieben werden kann.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, einen solchen Verstärker zu schaffen.

Die vorgenannte Aufgabe wird durch die Merkmale des Patentanspruchs 1 gelöst.

Mit dem erfindungsgemäß digitalen Verstärker können digitale Eingangssignale mit der gleichen hohen Linearität und dem gleichen überragenden Signal-Rauschabstand verstärkt werden, wie analoge Eingangssignale mit dem bekannten Verstärker, wobei sich auch der erfindungsgemäß Verstärker durch einen einfachen schaltungstechnischen Aufbau auszeichnet.

Die Unteransprüche betreffen bevorzugte Weiterbildungen des Gegenstandes des Hauptanspruchs sowie (Anspruch 7) eine vorteilhafte Abwandlung von diesem.

Die Erfindung wird nachstehend anhand der Zeichnung an Ausführungsbeispielen noch näher erläutert. In der Zeichnung zeigt:

Bild 1 das Diagramm eines typischen SDM-Signals,
Bild 2 das prinzipielle Schaltbild eines SDM,
Bild 3 das Schaltbild eines analogen Integrators,
Bild 4 das Schaltbild eines entsprechenden digitalen Integrators,

Bild 5 Spannungsverläufe beim SDM,
Bild 6 das lineare Ersatzschaltbild des SDM,
Bild 7 den Amplitudenverlauf der Rauschübertragungsfunktion eines SDM

Bild 8 das Schaltbild einer Schaltendstufe (Class-D-Endstufe)

Bild 9 das Schaltbild eines einfachen, jedoch mit Störungen aus der Schaltendstufe behafteten digitalen Verstärkers,

Bild 10 ein Schaltbild zur Erläuterung des Prinzips eines digitalen Verstärkers gemäß der Erfindung,

Bild 11 das Schaltbild eines Eingangsintegrators,
Bild 12 das Schaltbild eines digitalen SDM mit bi-level- und tri-level-Ausgangssignal,

Bild 13 die erste Stufe eines SC-SDM beim Ausführen

rungsbeispiel des digitalen Verstärkers gemäß der Erfindung,

Bild 14 die Schaltung des SDM mit der Endstufe,

Bild 15 ein Diagramm zur Darstellung der Einkopplung des digitalen SDM-Signals in die erste Stufe des SC-Schleifenfilters,

Bild 16 das Blockschaltbild eines bei dem erfindungsgemäß verstärker einsetzbaren Bi-Level/Tri-Level-Signalkonverters.

Grundlagen

Der Sigma Delta Modulator

Ein Sigma Delta Modulator (abgekürzt: SDM) ist dazu geeignet, ein beliebiges, bandbegrenztes Eingangssignal in ein digitales 1-bit Ausgangssignal zu wandeln. Das Ausgangssignal wird dabei durch das Eingangssignal in der Pulsdichte moduliert. Bild 1 zeigt ein typisches SDM-Signal.

Das Eingangssignal kann aus dem Ausgangssignal durch einfache Tiefpaßfilterung wiedergewonnen werden. Die prinzipielle Struktur (siehe Bild 2) eines SDM ist für analoge und für digitale SDM die gleiche.

Der SDM wird mit einer Frequenz getaktet, die sehr viel höher ist als die maximale Frequenz des Nutzsignals. Um z. B. mit dem digitalen Ausgangssignal eines CD-Players (16 bit/44,1 kHz) einen ausreichend hohen Signal-Rauschabstand zu erreichen, ist eine Überabstimmung um mindestens den Faktor 32 notwendig. Beim digitalen SDM muß das Eingangssignal bereits mit der hohen Datenrate zur Verfügung stehen. Dies wird mit Hilfe eines digitalen Interpolationsfilters erreicht.

Bild 3 und Bild 4 zeigen die Schaltungen eines analogen und eines entsprechenden digitalen Integrators.

Das Schleifenfilter bestimmt die Auflösung (Signal-Rauschabstand) des Modulators. Mit einem Schleifenfilter höherer Ordnung kann eine größere Auflösung erreicht werden, allerdings ist es auch schwieriger, einen stabilen Modulator mit einem Filter höherer Ordnung zu entwerfen.

Es sei zunächst angenommen, daß der Modulator ohne Eingangssignal betrieben wird. Die Entscheidungsschwelle des Komparators soll bei 0 liegen. Das Ausgangssignal des Komparators wird +1 bei $U_k \geq 0$ und -1 bei $U_k < 0$. Der Komparator wird getaktet d. h., das Entscheidungssignal erscheint erst dann am Ausgang,

wenn am Komparator ein neuer Taktimpuls anliegt. Als Schleifenfilter wird der Einfachheit halber ein Integrator 1. Ordnung angenommen. Beim Starten des Modulators soll das Ausgangssignal den Wert +1 annehmen. Dieses wird am Eingangaddierer vom Eingangssignal, mit dem Wert 0, abgezogen. Damit wird das Eingangssignal des Schleifenfilters -1 (sh. Bild 5 oben). Das Ausgangssignal des Integrators beginnt jetzt langsam nach negativen Werten hin wegzutwandern (sh. Bild 5 unten). Beim nächsten Taktimpuls ist das Eingangssignal des

Komparators negativ und am Ausgang erscheint der Wert -1. Dieser Wert wird wieder vom Eingangssignal abgezogen, so daß am Integratoreingang der Wert +1 anliegt. Der Integratorausgang beginnt daraufhin in Richtung positiver Werte zu driften. Der SDM erzeugt also am Ausgang einen zufällig sich ändernden bit-Strom. Bild 5 zeigt die beschriebenen Spannungsverläufe.

Wenn am SDM kein Eingangssignal anliegt, dann be-

sitzt der bit-Strom den Mittelwert 0. Wird nun der Modulator am Eingang mit einem Signal ausgesteuert, dann verändert sich im Ausgangssignal die Anordnung der +1 bzw. -1 Impulse in der Weise, daß der Mittelwert, bzw. das gefilterte Ausgangssignal, genau dem Eingangssignal entspricht.

Das Verhalten des Modulators kann auch im Frequenzbereich betrachtet werden. Dazu ist es von Vorteil wenn man das lineare Ersatzschaltbild des SDM betrachtet (siehe Bild 6). Der Komparator wird linearisiert und durch einen Addierer, eine Rauschquelle und die Quantisiererverstärkung g_Q ersetzt.

Aus diesem Ersatzschaltbild können nun zwei Übertragungsfunktionen gewonnen werden, nämlich ein Signalübertragungsfunktion $H_X(z)$ und eine Rauschübertragungsfunktion $H_N(z)$.

Mit

$$z = e^{j\frac{\omega}{\omega_s}}$$

lauten die Übertragungsfunktionen:

$$H_N(z) = \frac{Y(z)}{N(z)} = \frac{1}{1 + g_Q \cdot H_{1f}(z)}$$

$$H_X(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{g_Q \cdot H_{1f}(z)}{1 + g_Q \cdot H_{1f}(z)}$$

Bild 7 zeigt den Amplitudenverlauf der Rauschübertragungsfunktion für einen SDM mit einem Schleifenfilter 4. Ordnung, für verschiedene Quantisiererverstärkungen.

Man erkennt an der Rauschübertragungsfunktion, daß die Frequenzanteile im Audiobereich ($f/f_s = 0 \dots 0.01$) stark unterdrückt werden und nur die hochfrequenten Anteile durchgelassen werden. Diese Eigenschaft des SDM wird auch als sogenanntes noise-shaping bezeichnet. Das Rauschen im Audiobereich wird umso geringer, je höher die Ordnung des Schleifenfilters ist.

Realisierungsmöglichkeiten

Es gibt prinzipiell drei Möglichkeiten, einen SDM zu realisieren:

- analoger SDM;
- digitaler SDM;
- SDM mit Schalter-Kapazitäten Filter (switched capacitor filter, oder SC-Filter);

Je nachdem, welche Anwendung gewünscht ist, wird der entsprechende SDM-Typ ausgewählt. Wird mit dem SDM ein A/D-Wandler aufgebaut, so kann entweder der analoge SDM oder der SC-SDM verwendet werden. Für D/A-Wandler wird ein digitaler SDM eingesetzt.

Digitaler Verstärker allgemein

Der digitale Verstärker soll ein digitales Eingangssignal, welches z. B. als bit-paralleles PCM-Signal vor-

liegt, auf einen geeigneten Pegel zum Antreiben niedrigohmiger Lasten, z. B. eines Lautsprechers, anheben. Als Endstufe dient eine sogenannte Schaltendstufe, oder Class-D Endstufe (siehe Bild 8).

Eine Schaltendstufe hat gegenüber einer herkömmlichen, im Class-A- oder Class-B-Betrieb arbeitenden Endstufe den Vorteil eines wesentlich höheren Wirkungsgrads. Als Schalttransistoren werden in der Regel Power-MOS-FET verwendet, da diese die erforderliche hohe Schaltgeschwindigkeit erreichen.

Die Schaltendstufe muß mit einem geeigneten, binären, Signal angesteuert werden. Neben den bekannten pulsweiten-modulierten Signalen ist auch das Ausgangssignal des vorher beschriebenen SDM geeignet.

Der einfachste Fall eines digitalen Verstärkers wäre die Hintereinanderschaltung eines SDM und einer Schaltendstufe (siehe Bild 9).

Durch das Glättungsfilter am Ausgang werden unerwünschte hochfrequente Anteile des Signals entfernt.

Eine reale Schaltendstufe produziert jedoch Störungen, die dem Ausgangssignal überlagert sind. Diese Störungen röhren hauptsächlich vom nichtidealen Schaltverhalten der Transistoren her. Dazu gehören u. a.:

- unterschiedliche Ein- bzw. Ausschaltzeit
- unterschiedliche Anstiegs- bzw. Abfallzeiten
- Kurvenformverzerrungen
- Versorgungsspannungsstörungen

Durch die Einführung einer Gegenkopplung ist es möglich, diese Störungen zu unterdrücken. Im Falle eines analogen SDM ist dies sehr einfach möglich. Wird die Schaltendstufe in die SDM-Rückkopplungsschleife mit eingeschlossen, so werden alle Störungen in der Schaltendstufe um den Rückkopplungsfaktor unterdrückt. Da die Schleifenverstärkung des SDM bei niedrigen Frequenzen sehr hoch ist, werden die im Hörbereich liegenden Störungen vollständig beseitigt. Leider ist dieses Prinzip nicht auf den digitalen SDM anwendbar, da dieser eingangsseitig nur zu bestimmten Zeitintervallen das Signal abtastet. Aus diesem Grund werden die dazwischen liegenden Störsignale nicht erfaßt. Um auch diese Signale erfassen zu können, müßte die Abtastrate am Eingang auf Werte im GHz-Bereich erhöht werden, was technisch jedoch nicht sinnvoll ist. Die erfundungsgemäße Lösung dieses Problems wird im Folgenden erläutert.

Durch die Einführung einer Gegenkopplung ist es möglich, diese Störungen zu unterdrücken. Im Falle eines analogen SDM ist dies sehr einfach möglich. Wird die Schaltendstufe in die SDM-Rückkopplungsschleife mit eingeschlossen, so werden alle Störungen in der Schaltendstufe um den Rückkopplungsfaktor unterdrückt. Da die Schleifenverstärkung des SDM bei niedrigen Frequenzen sehr hoch ist, werden die im Hörbereich liegenden Störungen vollständig beseitigt. Leider ist dieses Prinzip nicht auf den digitalen SDM anwendbar, da dieser eingangsseitig nur zu bestimmten Zeitintervallen das Signal abtastet. Aus diesem Grund werden die dazwischen liegenden Störsignale nicht erfaßt. Um auch diese Signale erfassen zu können, müßte die Abtastrate am Eingang auf Werte im GHz-Bereich erhöht werden, was technisch jedoch nicht sinnvoll ist. Die erfundungsgemäße Lösung dieses Problems wird im Folgenden erläutert.

Digitaler Verstärker gemäß der Erfindung

Prinzip

Schaltet man einen digitalen SDM und einen analogen SC-SDM hintereinander, wobei die Schaltendstufe in die Gegenkopplung des analogen SC-SDM mit eingeschlossen wird (siehe Bild 10), so werden, wie beim analogen SDM, die in der Schaltendstufe entstehenden Störungen beseitigt. Das Tiefpaßfilter in der Gegenkopplung dient als Antialiasingfilter. Es muß bezüglich der Abtastfrequenz des Schleifenfilters die Bedingungen des Abtasttheorems erfüllen. Das 1-Bit Ausgangssignal des digitalen SDM wird so in die 1. Stufe des SC-SDM eingeckoppelt, daß Störungen des digitalen Signals (z. B. jitter) nicht mit übernommen werden (Siehe Ausführungsbeispiel). In praktischen Schaltungen wird das SC-Schleifenfilter mit einer höheren Taktfrequenz betrieben als der Komparator und die Schaltendstufe.

Eine mögliche Variante des Schleifenfilters besteht

darin, nur die 1. Stufe als SC-Integrator auszuführen und die restlichen Stufen mit kontinuierlichen Integratoren aufzubauen. Es ist sogar möglich, daß die Rückkopplungsschleife vollständig zeitkontinuierlich arbeitet. Bild 11 zeigt einen Eingangsintegrator, der das zeitdiskrete Eingangssignal vom digitalen SDM und das rückgekoppelte zeitkontinuierliche Signal von der Schaltendstufe auf summiert. Bei dieser Variante ist kein Antialiasingfilter notwendig, da im Schleifenfilter keine Abtastung des rückgekoppelten Signals erfolgt. Wichtig ist jedoch, daß das digitale 1-Bit Eingangssignal nach wie vor digital vom Integrator übernommen wird, d. h. ohne daß sich Flankenfehler störend auswirken können.

Der beschriebene digitale Verstärker kann auch als D/A-Wandler eingesetzt werden, wenn als Schaltendstufe ein einfacher Inverter eingesetzt wird. Das Ausgangssignal kann sowohl aktiv als auch passiv gefiltert werden, wobei eine einfache passive Filterung mit einem RC-Glied und eine nachfolgende Impedanzwandlung mit einem Operationsverstärker das beste Ergebnis verspricht.

Beispiel eines ausgeführten digitalen Verstärkers gemäß der Erfindung

Im Folgenden wird nun anhand eines Beispiels noch einmal die Funktion des Verstärkers erklärt. Der Verstärker ist aufgebaut aus einem digitalen SDM 4. Ordnung mit anschließender Wandlung des digitalen bi-level Signals in ein digitales tri-level Signal, und einem SC-SDM 4. Ordnung mit Schaltendstufe. Als Eingangssignal wird ein PCM-Signal mit 16-bit Wortbreite angenommen. Weiterhin wird angenommen, daß die Abtastrate bereits mittels eines digitalen Interpolationsfilters von 44,1 kHz (CD-Player) auf das 64fache, das sind 2,8224 MHz, erhöht wurde. Diese Abtastrate wird im folgenden mit f_A bezeichnet. Bild 12 zeigt die Schaltung des digitalen SDM mit dem bi-level und dem tri-level Ausgangssignal.

Mit den in Bild 12 angegebenen Koeffizienten erreicht der digitale SDM einen Signal/Rauschabstand von ca. 100 dB (20 Hz–20 kHz). Es wäre möglich den Signal/Rauschabstand, durch Einfügen von Nullstellen in die Rauschübertragungsfunktion, noch weiter zu erhöhen, da der Hauptanteil des Rauschens jedoch im für das Ohr unempfindlichen Frequenzbereich oberhalb 10 kHz liegt, wurde auf diese Maßnahme verzichtet. Das Ausgangssignal des digitalen SDM wird in ein tri-level Signal mit den normierten Werten +1, 0 und -1 umgewandelt. Diese drei Werte werden im Folgenden durch zwei Bit mit der Bezeichnung upper level (ul) und lower level (ll) dargestellt, wobei folgende Vereinbarung gelten soll:

$$(ul = 1 \text{ und } ll = 0) \rightarrow +1$$

$$(ul = 0 \text{ und } ll = 0) \rightarrow 0$$

$$(ul = 0 \text{ und } ll = 1) \rightarrow -1$$

Das tri-level Signal besitzt einen niedrigeren RMS-Wert (quadratischer Mittelwert) als das bi-level Signal. Aus diesem Grund ist durch diese Umwandlung der nachfolgende SC-SDM höher aussteuerbar.

Die beiden Signale ul und ll steuern den Takt eines nichtinvertierenden und eines invertierenden SC-Integrators (Bild 13) in der 1. Stufe des SC-SDM. Durch diese digitale Steuerung ist es nicht notwendig das tri-level

Signal in ein analoges Signal mit den Werten +1, 0 und -1 umzuwandeln.

Φ_1 und Φ_2 sind die beiden Phasen eines sich nicht überlappenden 2-Phasen Taktes.

Der SC-SDM wird mit einer kontinuierlichen Rückkopplungsschleife betrieben. Bild 14 zeigt die Schaltung des SC-SDM mit der Endstufe.

Durch entsprechende Wahl der Versorgungsspannung und der Transistoren (T_1 und T_2) wird die Ausgangsleistung des Verstärkers festgelegt. Nach dem Glättungsfilter steht die analoge Ausgangsspannung zur Verfügung, die an die Lautsprecher weitergegeben wird. Mit den Koeffizienten a_0, \dots, a_4 wird die Übertragungsfunktion des Schleifenfilters festgelegt. Durch einfaches Verändern der Spannung V_{ref} ist eine Lautstärkekregelung möglich. Die Einkopplung der Signale ul und ll über A_{10} kann auch weggelassen werden, jedoch ermöglicht der hier eingespeiste hochfrequente Anteil des digitalen SDM-Signals ein "dithern" des Verstärkers, d. h. das Grundrauschen enthält dann keine korrelierten Anteile mehr.

In Bild 15 wird noch einmal der Vorgang dargestellt, wie das digitale SDM-Signal in die erste Stufe des SC-Schleifenfilters eingekoppelt wird. Es sind immer zwei Taktphasen (Φ_1 und Φ_2) notwendig, um die Übernahme eines Ladungspakets (entspr. ul bzw. ll) zu erreichen. Wird dabei der nichtinvertierende Integrator angesteuert, so erhöht sich die Integratorausgangsspannung, wird der invertierende Integrator angesteuert, so wird die Integratorausgangsspannung kleiner. Die Breite der Taktpulse hat keinen Einfluß auf die Höhe des Ausgangssignals. Auf diese Weise wird das digitale SDM-Signal auch digital in den SC-SDM und damit in die Endstufe eingespeist.

Patentansprüche

1. Nach dem Prinzip der Sigma-Delta-Modulation (SDM) arbeitender geschalteter Verstärker mit einem Schleifenfilter, einem getakteten Komparator und einer Endstufe im Vorwärtszweig und mit einem Rückkopplungszweig, der die vom Ausgang der Endstufe zu einem dem Schleifenfilter vorgeschalteten Summierer führt, der das rückgeführte Signal von dem an ihm anliegenden Eingangssignal abzieht, wobei das Ausgangssignal der Leistungsstufe der Last über ein Tiefpaßfilter zugeführt wird, dadurch gekennzeichnet, daß zur direkten Verarbeitung von digitalen Eingangssignalen das Schleifenfilter ein SC-Schleifenfilter ist und der Rückkopplungszweig ein Antialiasing-Filter aufweist, wobei das digitale Eingangssignal über einen digitalen Sigma-Delta-Modulator in den Summierer eingespeist wird und die Taktfrequenz (FT2) des SC-Schleifenfilters mindestens doppelt so hoch ist wie die Taktfrequenz (FT1) des Komparators.

2. Verstärker nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Taktfrequenz (FT1) des digitalen Sigma-Delta-Modulators so groß ist wie die Taktfrequenz (FT1) des Komparators.

3. Verstärker nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß die Endstufe als Leistungsstufe ausgeführt ist.

4. Verstärker nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß die Leistungsstufe als Leistungs-Schaltstufe ausgeführt ist.

5. Verstärker nach einem der vorhergehenden Ansprüche, gekennzeichnet durch eine Einrichtung

zum Umwandeln des bi-level-Ausgangssignals des digitalen Sigma-Delta-Modulators in ein tri-level-Signal vor der Einspeisung in das SC-Schleifenfilter.

6. Verstärker nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß zur Verwendung des Verstärkers als D/A-Wandler die Endstufe als einfacher Impedanzwandler ausgeführt ist.

7. Abwandlung des Verstärkers nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß das SC-Schleifenfilter so ausgeführt ist, daß nur das Signal vom digitalen Sigma-Delta-Modulator von ihm zeitdiskret erfaßt wird, während das von der Endstufe her rückgeführte Signal unter möglichem Wegfall des Antialiasingfilters von ihm zeitkontinuierlich verarbeitet wird, wobei bei dieser Abwandlung die Taktfrequenz (FT2) des SC-Schleifenfilters auch gleich groß wie die Taktfrequenz (FT1) des Komparators und des digitalen Sigma-Delta-Modulators sein kann.

Hierzu 12 Seite(n) Zeichnungen

25

30

35

40

45

50

55

60

65

- Leerseite -

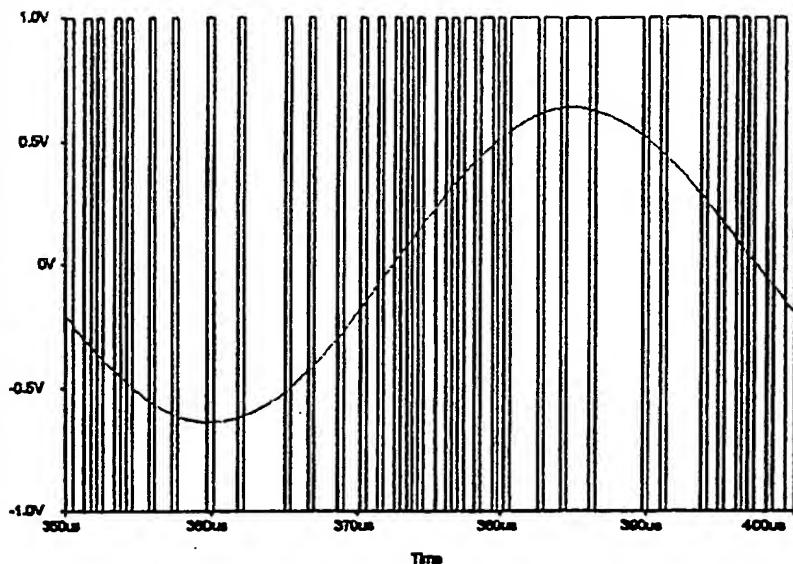


Bild 1. SDM-Ausgangssignal

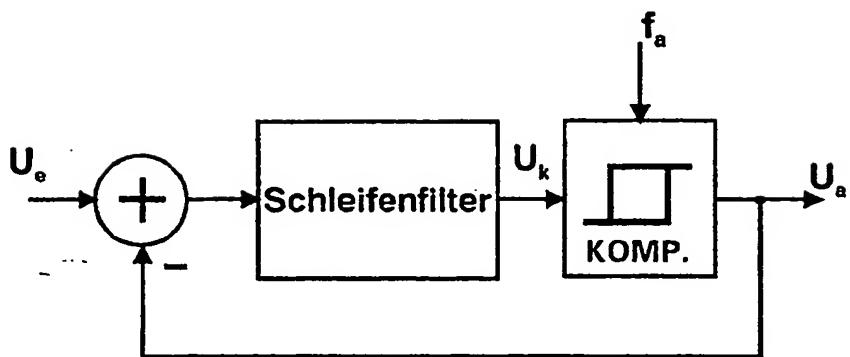


Bild 2. Prinzip des SDM

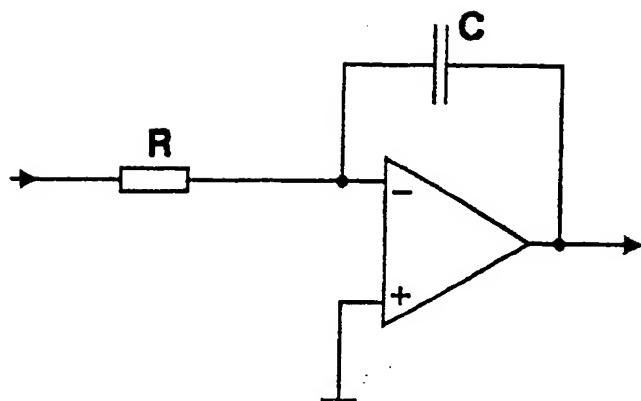


Bild 3. Analogter Integrator

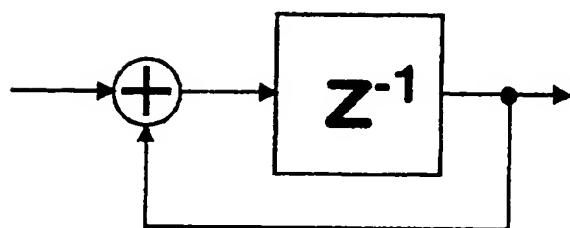


Bild 4. Digitaler Integrator

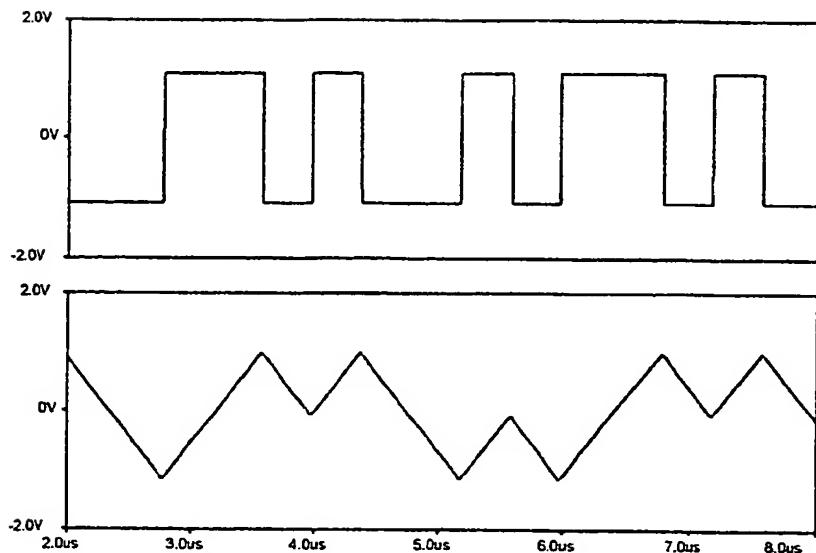


Bild 5. SDM-Signale

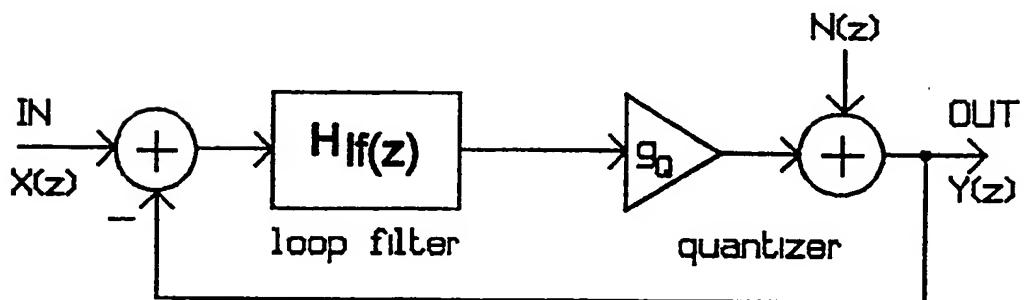


Bild 6. Lineares Ersatzschaltbild

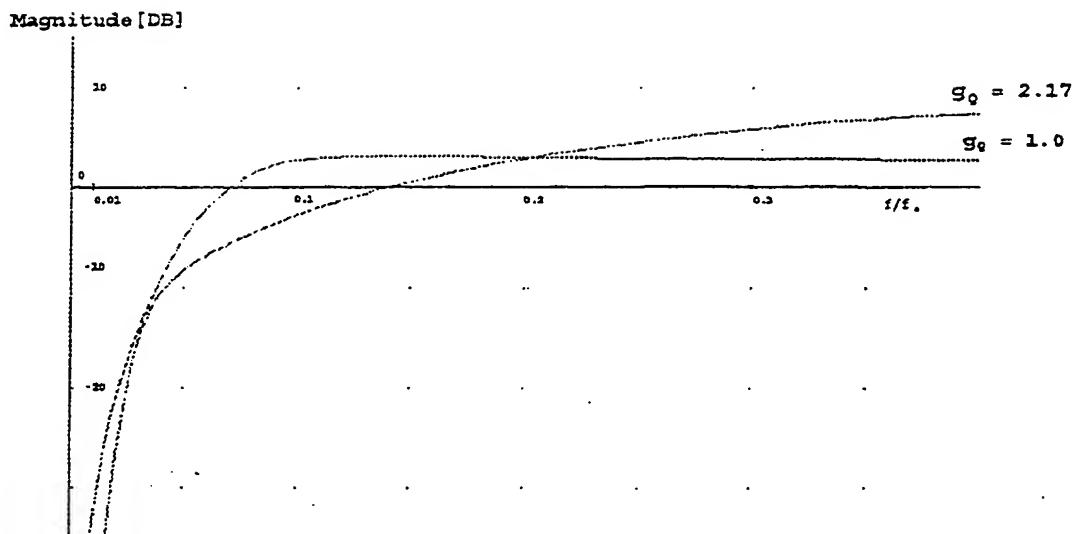


Bild 7. Rauschübertragungsfunktion

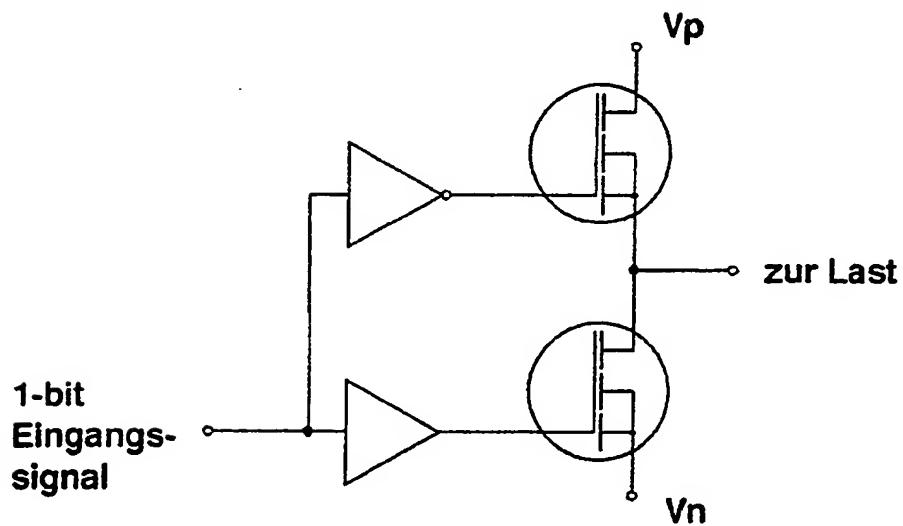


Bild 8. Schaltendstufe

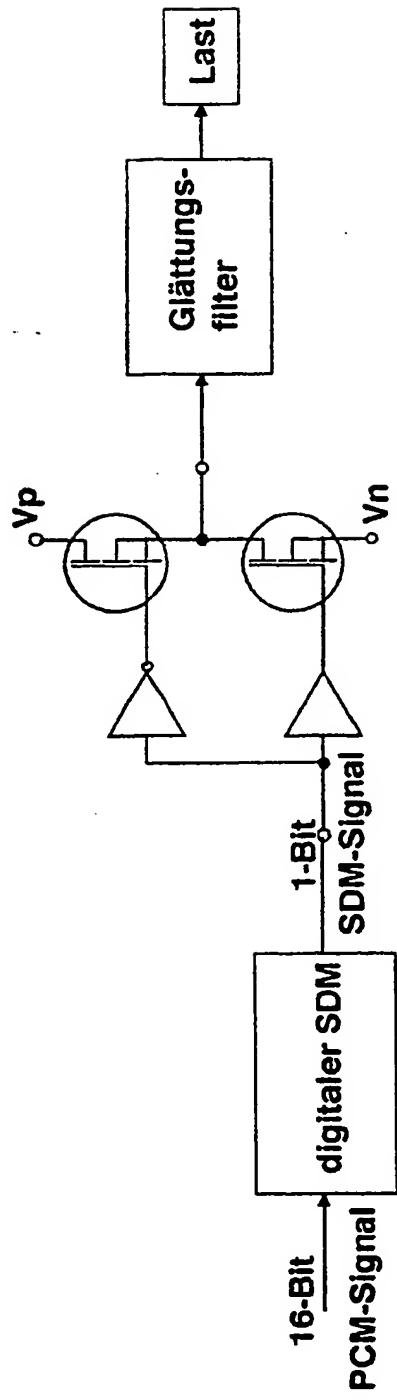


Bild 9. Einfachster Fall eines digitalen Verstärkers

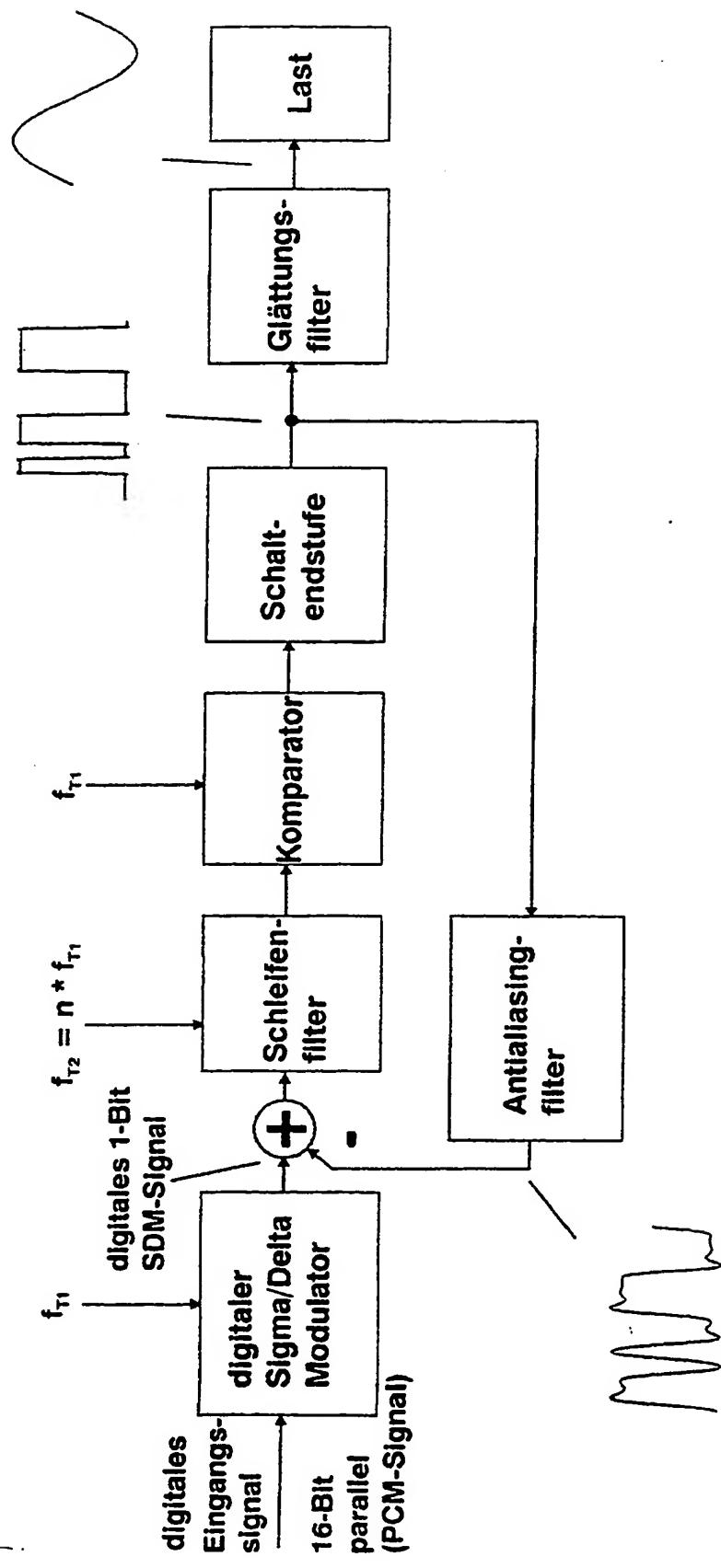


Bild 10. Digitaler Verstärker

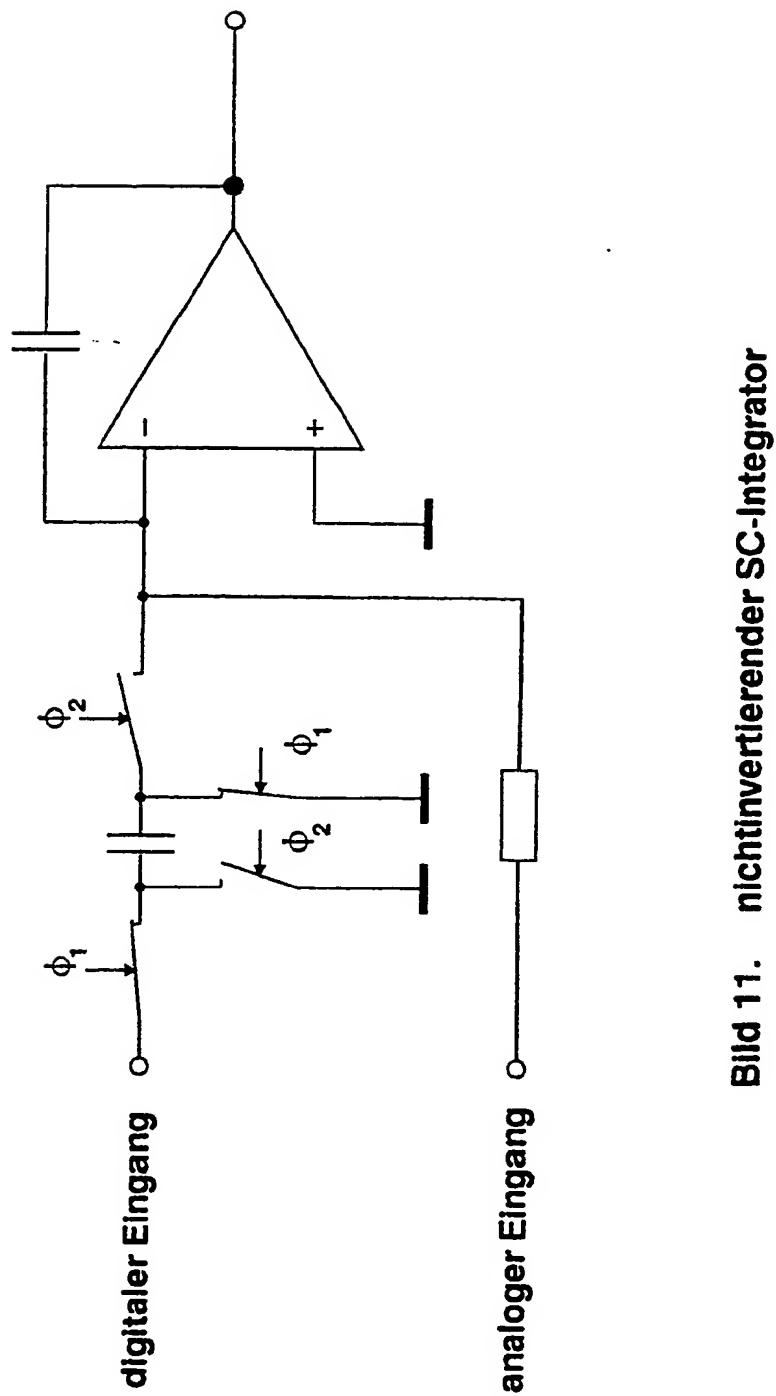


Bild 11. nichtinvertierender SC-Integrator

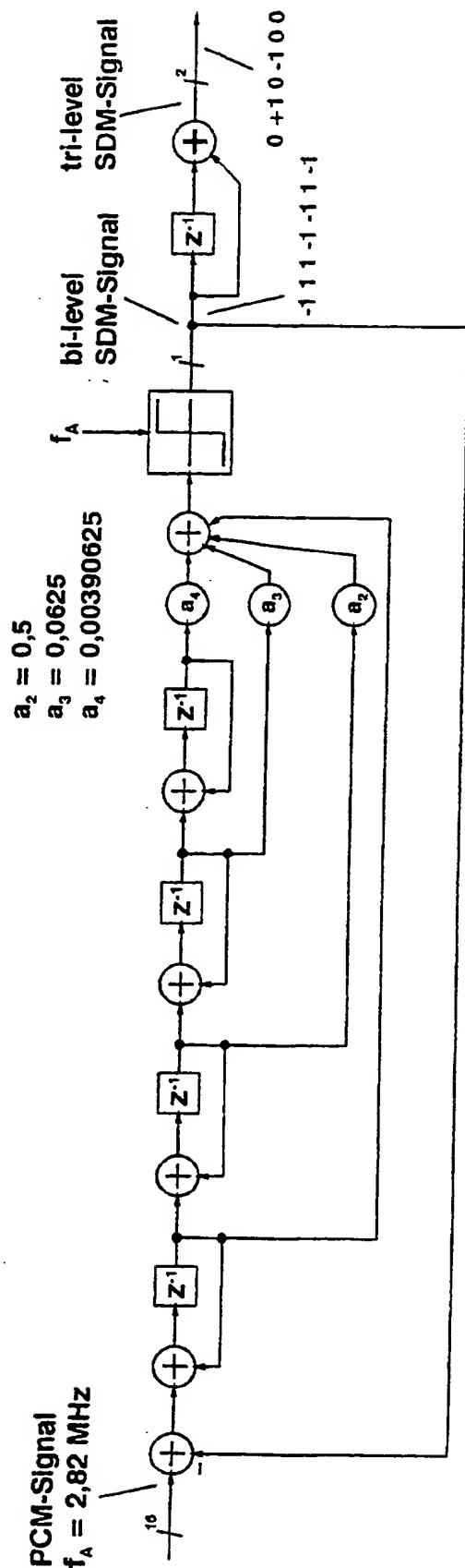


Bild 12. Digitaler SDM

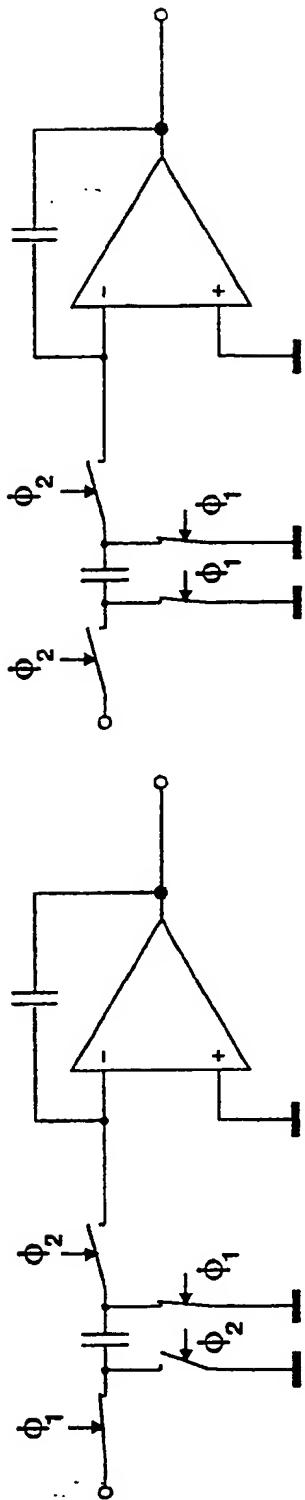


Bild 13. SC-Integrator

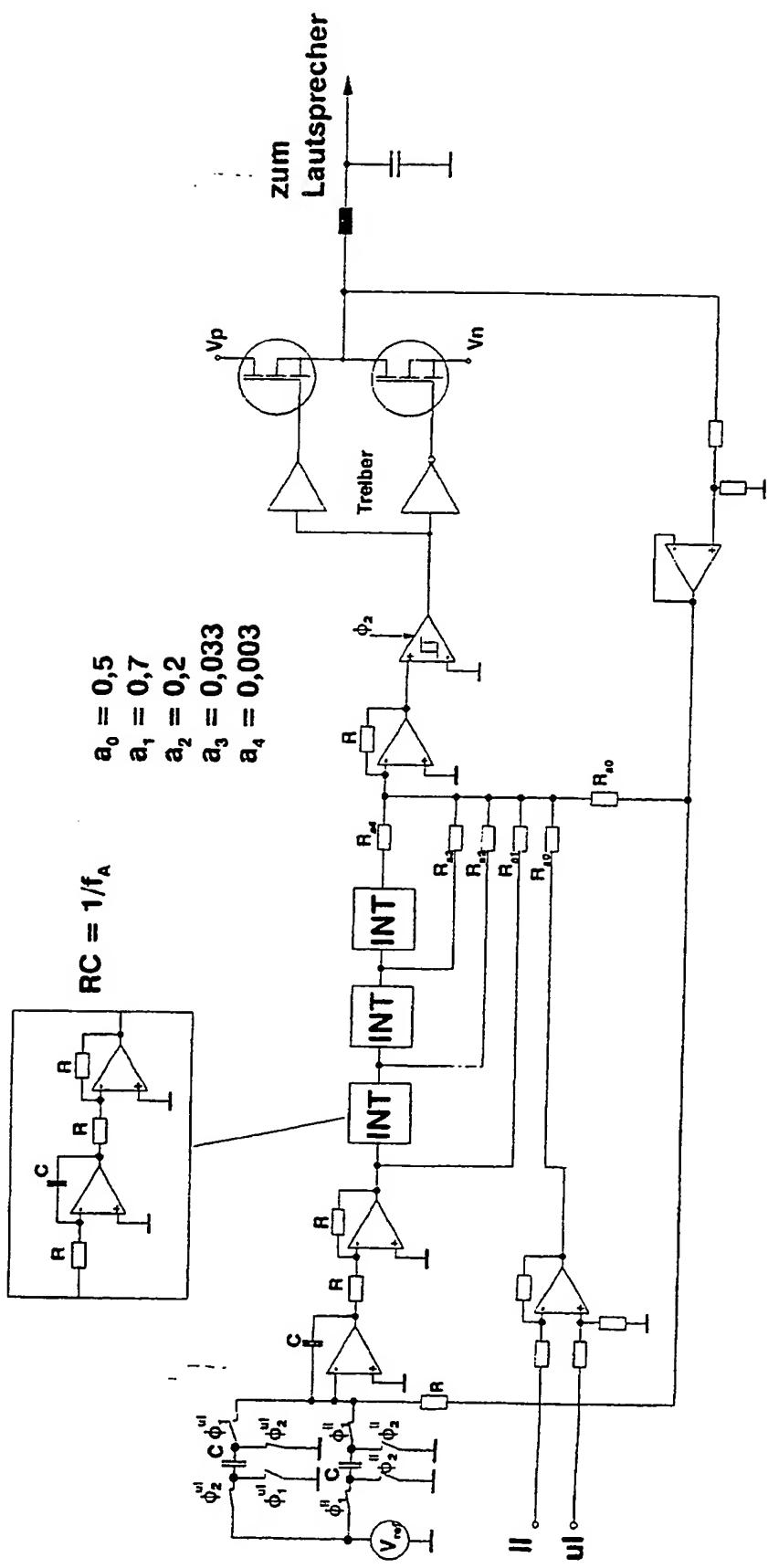
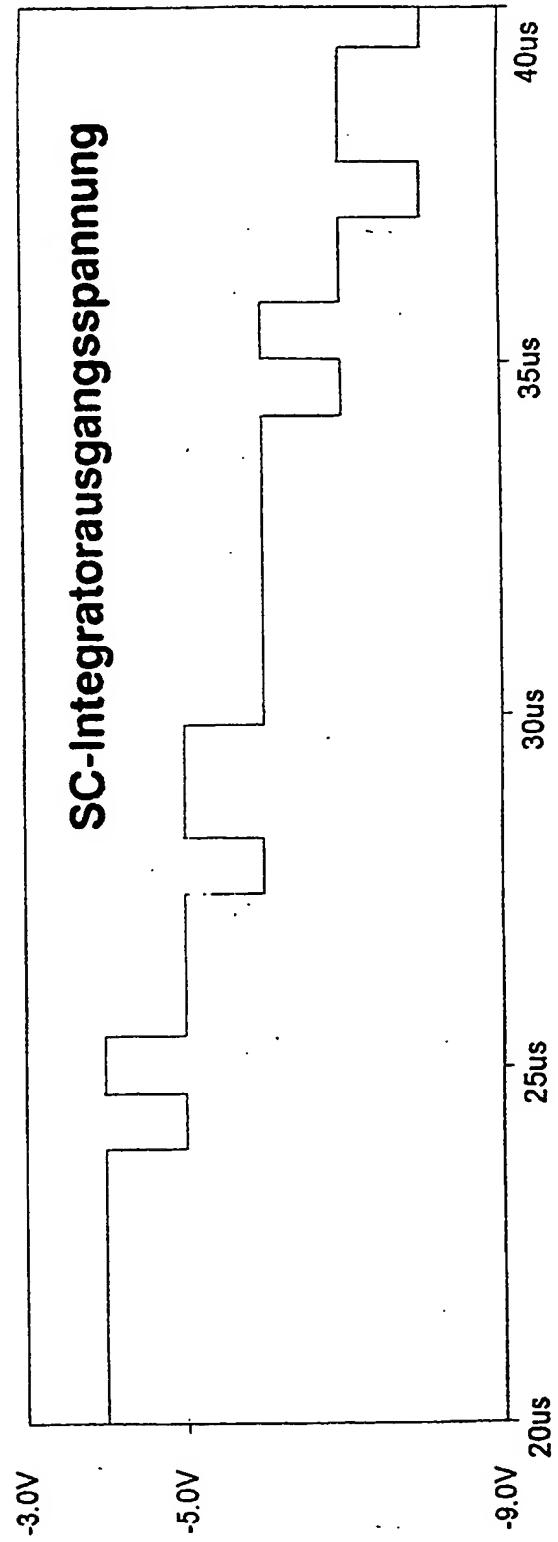
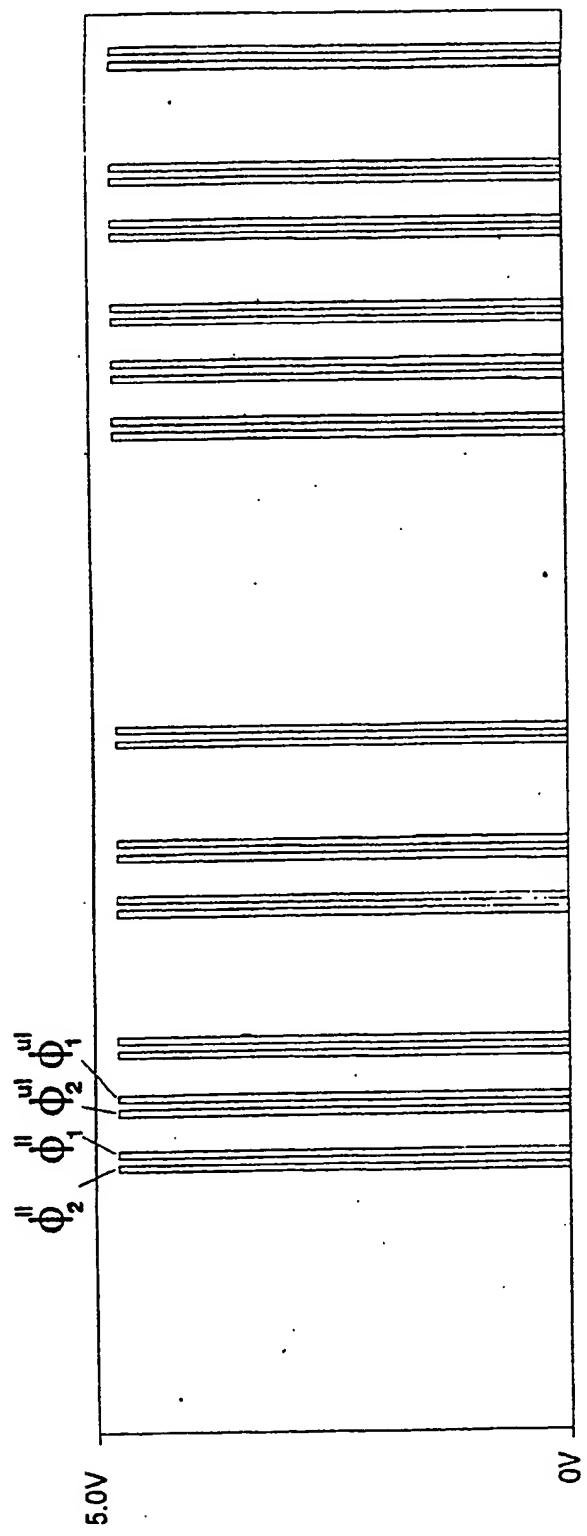


Bild 14. SC-SDM mit Endstufe

Bild 15. digitale Signaleinkopplung am SC-Integrator

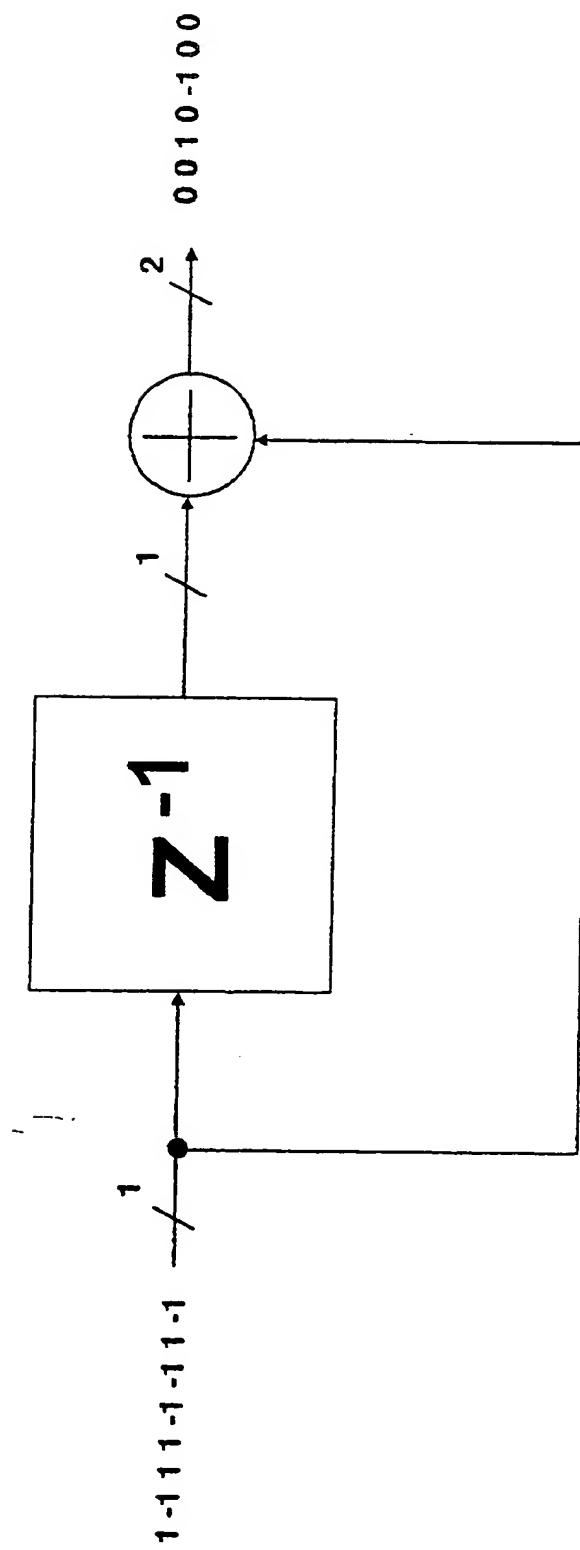


Bild 16. Bi-Level / Tri-Level Signal-Konverter